

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10215291 A**

(43) Date of publication of application: **11.08.98**

(51) Int. Cl.

H04L 27/227

H04B 1/06

H04B 1/26

(21) Application number: **09029812**

(22) Date of filing: **30.01.97**

(71) Applicant: **KENWOOD CORP**

(72) Inventor: **HORII AKIHIRO
SHIRAISHI KENICHI**

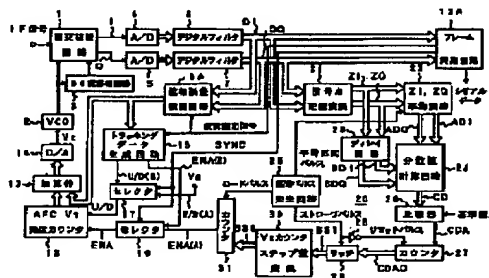
(54) **BROADCAST RECEIVER**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the broadcasting receiver that stably reproduces a demodulation carrier up to a low C/N.

SOLUTION: In the broadcasting receiver that receives a radio wave sent hierarchically, a phase error of a detected reception phase shift keying signal is found for each hierarchy at a phase error detection circuit 8A, and a tracking data generating circuit 15 converts data based on phase error information limited for a low hierarchical range found by the phase error detection circuit 8A into a tracking voltage, the converted tracking voltage is applied to a voltage controlled oscillator 2 that uses an oscillation output as a demodulation carrier, and the oscillated output of the voltage controlled oscillator 2 is used for the demodulation carrier.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-215291

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月11日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 L 27/227

H 0 4 L 27/22

B

H 0 4 B 1/06

H 0 4 B 1/06

Z

1/26

1/26

H

審査請求 未請求 請求項の数 8 F D (全 12 頁)

(21) 出願番号

特願平9-29812

(22) 出願日

平成9年(1997) 1月30日

(71) 出願人 000003595

株式会社ケンウッド

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号

(72) 発明者 堀井 昭浩

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式会社ケンウッド内

(72) 発明者 白石 憲一

東京都渋谷区道玄坂1丁目14番6号 株式会社ケンウッド内

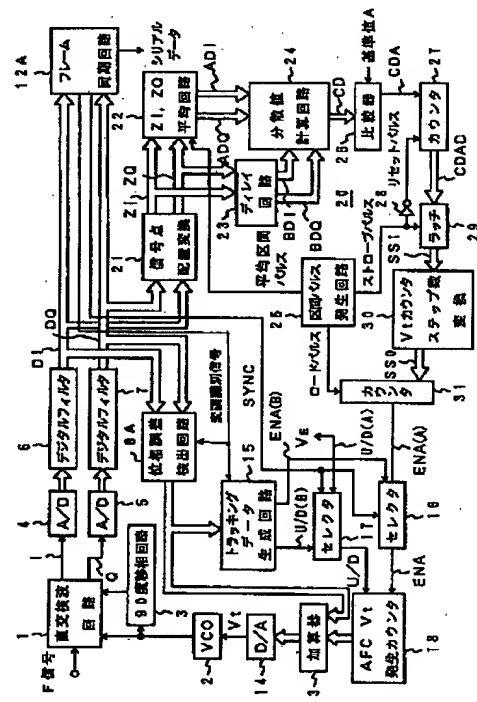
(74) 代理人 弁理士 砂子 信夫

(54) 【発明の名称】 放送受信機

(57) 【要約】

【課題】 低C/N比まで復調用キャリアの再生が安定にできる放送受信機を提供する。

【解決手段】 階層化されて伝送されてきた電波を受信する放送受信機において、検波された受信位相シフトキーイング信号の位相誤差を位相誤差検出回路8Aにおいて各階層毎に求め、位相誤差検出回路8Aによって求めた低階層区間に限定した位相誤差情報に基づくデータをトラッキング電圧にトラッキングデータ生成回路15にて変換し、変換されたトラッキング電圧を、発振出力を復調用キャリアとする電圧制御発振器2に周波数制御電圧として供給し、電圧制御発振器2の発振出力を復調用キャリアとする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】階層化されて伝送されてきた電波を受信する放送受信機において、
検波された受信位相シフトキーイング信号の位相誤差を階層毎に求める位相誤差検出手段と、
該位相誤差検出手段によって求めた位相誤差情報に基づくデータのうち、低階層区間のデータのみをトラッキング電圧に変換する電圧変換手段とを備え、
変換されたトラッキング電圧を、発振出力を復調用キャリアとする電圧制御発振器に周波数制御電圧として供給することを特徴とする放送受信機。

【請求項2】請求項1記載の放送受信機において、
検波された受信位相シフトキーイング信号の信号点配置に基づく受信CN比を判定する受信CN比判定手段と、
該受信CN比判定手段によって判定された受信CN比を、受信CN比に対して予め定めたスキャンニングステップ周波数幅に変換するスキャンニングステップ周波数幅変換手段と、
変換されたスキャンニングステップ周波数幅をスキャンニング電圧に変換する電圧変換手段とを備え、
変換されたスキャンニング電圧を、発振出力を復調用キャリアとする電圧制御発振器に周波数制御電圧として供給することを特徴とする放送受信機。

【請求項3】請求項2記載の放送受信機において、
受信CN比判定手段は検波された受信位相シフトキーイング信号を信号点配置データに変換する信号点配置変換手段と、
信号点配置データの平均値を求める平均手段と、
平均手段によって求めた平均値データと信号点配置データとから分散値を求める分散値計算手段とを備え、
分散値計算手段によって求めた分散値に基づいて受信CN比を判定することを特徴とする放送受信機。

【請求項4】請求項3記載の放送受信機において、
受信CN比判定手段は信号点配置変換手段によって変換された信号点配置データを平均手段による演算期間遅延させる遅延手段を備え、
平均手段によって求めた平均値データと遅延手段によって遅延させた信号点配置データとに基づいて分散値計算手段により分散値を求めることを特徴とする放送受信機。

【請求項5】請求項2記載の放送受信機において、
受信CN比判定手段は所定期間内において求めた分散値が予め定めた基準値以上であった回数を計数する計数手段を備え、
該計数手段による計数値に基づいて受信CN比を判定することを特徴とする放送受信機。

【請求項6】請求項2記載の放送受信機において、
スキャンニングステップ周波数幅変換手段は高受信CN比に対して広いスキャンニングステップ周波数幅に変換することを特徴とする放送受信機。

【請求項7】請求項2記載の放送受信機において、
スキャンニングステップ周波数幅変換手段は判定された受信CN比に対するスキャンニングステップ周波数幅を記憶した記憶手段を備えて、
判定された受信CN比を参照して判定された受信CN比に対するスキャンニングステップ周波数幅を記憶手段から読み出すことを特徴とする放送受信機。

【請求項8】請求項2記載の放送受信機において、
受信信号からフレーム同期がとれていることが検出されたとき、電圧制御発振器に供給する周波数制御電圧をスキャンニング電圧からトラッキング電圧に切り換える選択手段を備えたことを特徴とする放送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はデジタル変調方式の放送受信機に関し、さらに詳細には所要受信CN比が異なる複数の伝送方式を組み合わせた階層化伝送方式によるデジタル被変調波を受信する放送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】本明細書において、スキャンニングの語は復調用キャリア再生のための周波数掃引の意味で使用し、スキャンニング周波数幅の語は放送受信機においてカバーしなければならない受信信号の中心周波数変動範囲の意味で使用する。例えばデジタル衛星放送受信機では±1.5MHz程度である。

【0003】衛星放送受信機においては、電源投入後スキャンニングを行う。この過程でフレーム同期信号が受信された場合にフレーム同期状態と見做して、スキャンニングを停止し、トラッキング状態に入る。

【0004】従来の衛星放送受信機の一部の構成を図6に示す。図6に示した衛星放送受信機において、位相シフトキーイング変調された受信波は所定周波数に周波数変換されて直交検波回路1に入力され、復調用キャリアを出力する電圧制御発振器（以下、VCOと記す）2の発振出力と該発振出力を90度移相回路3によって90度移相した出力とが直交検波回路1に供給されて、直交検波回路1によってI軸、Q軸それぞれのベースバンド信号に変換される。

【0005】それぞれの軸のベースバンド信号は各別に、A/D変換器4、5に供給されてデジタル値の離散信号に変換され、デジタルフィルタ6、7を各別に通過させて帯域制限されたベースバンド信号DI、DQとされ、位相誤差検出回路8に供給される。ベースバンド信号DI、DQはフレーム同期回路12にも供給されて、ベースバンド信号DI、DQをシリアルデータとして送出されると共に、フレーム同期が取れたとき高電位となるフレーム同期信号（以下、SYNC信号とも記す）が送出される。

【0006】ここで、SYNC信号は受信データ系列中のフレームデータの先頭を示す一定周期ごとの同期パタ

ーンの繰返しが確認されたときフレーム同期が取れていると判断されて高電位にされる。

【0007】周波数スキャンニングデータ生成回路10からはVCO2の発振周波数を一定時間間隔でスキャンニング周波数幅にわたってスキャンニングさせるためのスキャンニングデータが送出されて、スキャンニングが行われる。

【0008】一方、位相誤差検出回路8においては、入力されたベースバンド信号DI、DQの値に基づいて位相誤差が検出され、検出された位相誤差に基づく位相誤差データがVCO2のチューニングデータとしてトラッキングデータ生成回路9に供給されて、位相誤差データに基づいてトラッキングデータ生成回路9においてトラッキングデータが生成される。

【0009】トラッキングデータ生成回路9から出力されるトラッキングデータと周波数スキャンニングデータ生成回路10から出力されるスキャンニングデータとはセクタ11に供給されて、SYNCが低電位、すなわちフレーム同期がとれていないときはセクタ11によってスキャンニングデータが選択され、SYNCが高電位、すなわちフレーム同期がとれているときはセクタ11によってトラッキングデータが選択される。

【0010】セクタ11からの出力データとチューニングデータとは加算器13において加算され、加算出力データはD/A変換器14においてアナログ信号に変換され、VCO2はD/A変換器14の出力によって発振周波数が制御される。したがって、フレーム同期が取れていないときはセクタ11によってスキャンニングデータが選択されてスキャンニングデータとチューニングデータとの和の信号に基づいてVCO2の発振周波数は制御されてスキャンニングされることになる。

【0011】このスキャンニング中においてフレーム同期が取れたときはセクタ11によってトラッキングデータが選択されてトラッキングデータとチューニングデータとの和の信号に基づいてVCO2の発振周波数は制御されてチューニングされることになる。

【0012】この場合において、従来の衛星放送受信機では、受信のための最低条件、例えば受信限界搬送波対雑音電力比（以下、搬送波対雑音電力比をCN比とも記す）のときのキャプチャーレンジに相当する値に基づくスキャンニングステップ周波数幅が周波数スキャンニングデータ生成回路10において設定されている。したがって、スキャンニング周波数幅の全範囲をスキャンニングするためには（スキャンニング周波数幅／スキャンニングステップ周波数幅）の回数にわたってスキャンニングを繰り返さなければ、スキャンニング周波数幅の全範囲のスキャンニングが行えない。

【0013】ここで本明細書において、スキャンニングステップ周波数幅の語は、スキャンニング周波数幅をスキャンニングする場合において、1回のスキャンニング

にて変化させる周波数幅の意味で使用する。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】上記の従来の衛星放送受信機においては、復調用キャリアの周波数をスキャンニングするスキャンニングステップ周波数幅は復調用キャリア再生のためのループのキャプチャーレンジの範囲内であるうえに、一般的には受信CN比の限界値のキャプチャーレンジに対応する値に設定されるので、スキャンニングステップ周波数幅を全範囲をスキャンニングするのに要するスキャンニング時間はCN比に関係なく一定の時間を要することになるという問題点があった。

【0015】また、階層化伝送方式によるデジタル被変調波を受信する衛星放送受信機において、多種の変調方式、例えば8PSK、QPSK、BPSKが時間毎に組み合わされて、フレーム毎に繰り返されることから、低階層変調部（QPSK、BPSK）の受信所要CN比まで受信性能が拡大される一方で、キャプチャーレンジは縮小するために、スキャンニングステップ周波数幅の設定値が、より低CN比での値、狭いスキャンニングステップ周波数幅の設定がなされる。したがって、通常の比較的受信状態が良好なCN比のときのスキャンニング時間が階層化伝送方式でない場合と比較して長くなるという問題点があった。

【0016】さらに、階層化伝送方式におけるトラッキング制御においても、高階層変調の受信限界CN比までしか安定して復調用キャリアの再生ができないという問題点があった。

【0017】本発明は希望信号の受信が受信CN比に基づく最小のスキャンニング時間にて行え、かつ低CN比まで復調用キャリアの再生が安定にできる放送受信機を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に記載の放送受信機は、階層化されて伝送されてきた電波を受信する放送受信機において、検波された受信位相シフトキーイング信号の位相誤差を階層毎に求める位相誤差検出手段と、該位相誤差検出手段によって求めた位相誤差情報に基づくデータのうち、低階層区間のデータのみをトラッキング電圧に変換する電圧変換手段とを備え、変換されたトラッキング電圧を、発振出力を復調用キャリアとする電圧制御発振器に周波数制御電圧として供給することを特徴とする。

【0019】本発明の請求項1に記載の放送受信機によれば、検波された受信位相シフトキーイング信号の位相誤差が階層毎において位相検出手段によって求められ、位相誤差検出手段によって求められた位相誤差情報が低階層区間のみ電圧変換手段によって電圧に変換され、電圧変換手段によって変換されたトラッキング電圧が電圧制御発振器に周波数制御電圧として供給されて、電圧制御発振器の発振出力が復調用キャリアとされる。

【0020】この場合において位相誤差は各階層毎に求められるため、高階層区間の限界受信CN比以下における位相誤差の許容範囲は狭く、許容範囲を超えるような位相誤差は他の信号点配置との位相誤差として判断されてしまうことから、高階層区間における位相誤差は低CN比では意味を持たず、低階層区間においてはかかることはなく、低CN比まで復調用キャリアの再生が安定に行える。

【0021】本発明の請求項2に記載の放送受信機は、請求項1記載の放送受信機において、検波された受信位相シフトキーイング信号の信号点配置に基づく受信CN比を判定する受信CN比判定手段と、該受信CN比判定手段によって判定された受信CN比を、受信CN比に対して予め定めたスキミングステップ周波数幅に変換するスキミングステップ周波数幅変換手段と、変換されたスキミングステップ周波数幅をスキミング電圧に変換する電圧変換手段とを備え、変換されたスキミング電圧を、発振出力を復調用キャリアとする電圧制御発振器に周波数制御電圧として供給することを特徴とする。

【0022】本発明の請求項2記載の放送受信機によれば、検波された受信位相シフトキーイング信号の信号点配置に基づき受信CN比が受信CN比判定手段によって判定され、受信CN比判定手段によって判定された受信CN比が、受信CN比に対して予め定めたスキミングステップ周波数幅にスキミングステップ周波数幅変換手段によって変換され、変換されたスキミングステップ周波数幅に基づくスキミング電圧を周波数制御電圧として受けて、電圧制御発振器によってスキミング周波数幅のスキミングが順次行われ、電圧制御発振器の発振出力が復調用キャリアとして送出される。

【0023】したがって、高受信CN比に対して広いスキミングステップ周波数幅に変換するなど、受信CN比に対するスキミングステップ周波数幅の設定によって、信号受信完了までの期間を短縮することができる。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、本発明にかかる放送受信機を実施の一形態によって説明する。図1は本発明の実施の一形態にかかる放送受信機の一部の構成を示すブロック図であり衛星放送受信機の場合を例示している。また、図1において、図6に示した衛星放送受信機と同一の構成要素には同一の符号を付して示してある。

【0025】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機においても、従来の場合と同様に電源投入後スキミングを行う。この過程でフレーム同期信号が受信された場合にフレーム同期状態と見做して、スキミングを停止し、トラッキング状態に入る。

【0026】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受

信機では、位相シフトキーイング変調された受信波は所定周波数に周波数変換され、直交検波回路1に入力されて、復調用キャリアを出力するVCO2の発振出力と該発振出力を90度移相回路3によって90度移相した出力とによって直交検波されてI軸、Q軸それぞれのベースバンド信号に変換される。

【0027】それぞれの軸のベースバンド信号は各別に、A/D変換器4、5においてデジタル値の離散信号に変換され、デジタルフィルタ6、7によって帯域制限されてベースバンド信号DI、DQとされ、位相誤差検出回路8に供給される。ベースバンド信号DI、DQはフレーム同期回路12Aにも供給されて、ベースバンド信号DI、DQがシリアルデータとして送出されると共に、SYNC信号が送出され、同期がとれているときには階層化伝送にかかる復調識別信号が送出される。

【0028】まず、本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機における周波数スキミングについて説明する。本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機の周波数スキミングの例は、CN比を実質的に求めて、求められたCN比に基づいて周波数スキミングステップを制御する。

【0029】デジタルフィルタ6、7によって帯域制限されたベースバンド信号DI、DQはCN比を実質的に求めるCN比演算ブロック20に供給される。

【0030】CN比演算ブロック20は、入力されたベースバンド信号DI、DQを参照してベースバンド信号DI、DQから信号点配置データZI、ZQを求める信号点配置変換テーブル21と、信号点配置変換テーブル21によって求めた信号点配置データZI、ZQに基づき、区間パルス発生回路25からの図2(a)に示す平均区間パルスに基づく所定期間毎の平均値データADI、ADQを求める平均回路22と、信号点配置変換テーブル21によって求めた信号点配置データZI、ZQを平均値演算のための時間遅延させた遅延データBDI、BDQを得るディレイ回路23と、平均値データADI、ADQと遅延データBDI、BDQから信号点配置の分散を求める分散値演算回路24とからなっている。

【0031】信号点配置変換テーブル21について説明する。QPSK変調の場合、受信信号(DI、DQ)は、(0、0)、(0、1)、(1、1)、(1、0)が基準位置であり、(0、0)を第1象限に、(0、1)を第2象限に、(1、1)を第3象限に、(1、0)を第4象限に対応させ、(0、1)を90度時計方向に、(1、1)を180度時計方向に、(1、0)を90度反時計方向に回動させて、第1象限に集めて、第1象限に集められた受信信号(DI、DQ)を信号点配置データに変換する。また、8PSK変調の場合も同様であって、予め定めた象限に他の象限の受信信号を集めて信号点配置データに変換する。このようにするのは、

信号点変換テーブル21が簡単になるためである。

【0032】CN比演算ブロック20において、入力されたベースバンド信号DI、DQから信号点配置変換テーブル21によって、図2(b)および図2(c)に示すように、信号点配置データZ_{I0}、Z_{I1}、…、Z_{Ix}およびZ_{Q0}、Z_{Q1}、…、Z_{Qx}が求められる。求められた信号点配置データZ_{I0}、Z_{I1}、…、Z_{Ix}およびZ_{Q0}、Z_{Q1}、…、Z_{Qx}は平均回路22に供給されて、平均区間パルスに基づく期間内のZ_{I0}、Z_{I1}、…、Z_{Ix}の平均値データADIおよびZ_{Q0}、Z_{Q1}、…、Z_{Qx}の平均値ADQが、図2(d)、図2(e)に示す如く求められる。

【0033】信号点配置変換テーブル21によって求められた信号点配置データZ_{I0}、Z_{I1}、…、Z_{Ix}およびZ_{Q0}、Z_{Q1}、…、Z_{Qx}は、ディレイ回路23によって平均回路22における平均値演算の期間図2(f)および図2(g)に示すように遅延されて、遅延データBDIおよびBDQが求められる。平均回路22にて求めた平均値データADIおよびADQとディレイ回路23によって遅延された遅延データBDIおよびBDQによって図2(h)に示すごとく分散値データCDが分散値計算回路24によって求められる。

【0034】分散値データCDは計算によるほか、平均値データADIおよびADQと遅延された遅延データBDIおよびBDQとに対応させた分散値データCDを記憶させた分散値データテーブルを用いて、平均値データADIおよびADQと遅延された遅延データBDIおよびBDQとを参照して分散値テーブルから検索によって求めることもできる。

【0035】分散値計算回路24によって求められた分散値データCDは比較器26に供給されて、比較器26において基準値Aと比較され、基準値A以上の分散値データCDAのとき比較器26から高電位出力が出力される。比較器26からの高電位出力がカウンタ27に供給されて、基準値A以上の分散値データCDAが出力されている期間、クロックパルスがカウンタ27において計数される。

【0036】ここで、カウンタ27は平均区間パルスをインバータ28によって反転した図2(i)に示すリセットパルスによってリセットされ、引き続いて基準値A以上の分散値データCDAの出力期間におけるクロックパルス数の計数を開始する。

【0037】基準値Aは例えば「1000」に設定されている。したがって、カウンタ27の計数値は「1000」以上であった分散値データCDAの数を実質的に計数した計数値CDADを示しており、さらに言えば、カウンタ27によって、区間パルス発生回路25によって予め定めた期間内における基準値A以上の分散値の総数が求められたことになる。

【0038】カウンタ27における計数値CDADは図

2(j)に示すように平均区間パルス期間毎にCDAD₀、CDAD₁…が得られる。カウンタ27における計数値CDADはラッチ回路29に供給されて、平均区間パルス期間と同一タイミングの図2(k)に示すストロブパルスによってラッチ回路29にラッチされる。

【0039】ラッチ回路29にラッチされた計数値CDAに基づく値は、区間パルス発生回路25によって予め定めた期間内における基準値A以上の分散値の総数であり、この総数はキャリア再生の如何にかかわらず、受信CN比と比例関係にあるため、テーブル変換等により受信CN比を実質的に求めることができる。

【0040】そこで、ラッチ回路29においてラッチされた計数値CDADはデータSS1としてVtカウンタステップ数変換回路30に供給されて、供給されたデータSS1が参照されて、データSS1に基づくVtカウンタステップ数SS0に、図2(l)に示すタイミングで変換される。Vtカウンタステップ数変換回路30は、例えばデータSS1に対するVtカウンタステップ数SS0が記憶されたテーブルを備えて、供給されたデータSS1が参照されて供給されたデータSS1に対応するVtカウンタステップ数SS0が検索されて出力される。

【0041】次に、分散値とCN比との関係について説明する。図4に示したように、CN比演算ブロック20において、ベースバンド信号DI、DQから信号点配置データの分散値が算出されて(ステップS21)、分散値の基準値A(「1000」)以上の上記総数であるデータ数をカウンタ27およびラッチ回路29によって得て(ステップS22)、データ数が「100」未満であるか否かがチェックされ(ステップS23)、データ数が「100」未満であると判定されたときは、CN比は13dB以上であるとされる(ステップS24)。

【0042】ステップS23において、データ数が「100」未満でないと判定されたときは、ステップS23に続いて、データ数が「200」未満であるか否かがチェックされ(ステップS25)、データ数が100以上であってかつ「200」未満であると判定されたときは、受信CN比は約11dBであるとされる(ステップS26)。

【0043】ステップS25において、データ数が「200」未満でないと判定されたときは、ステップS25に続いて、データ数が「300」未満であるか否かがチェックされ(ステップS27)、データ数が「200」以上であってかつ「300」未満であると判定されたときは、受信CN比は約9dBであるとされる(ステップS28)。ステップS27においてデータ数が「300」未満でないと判定されたときは、受信CN比は7dB以下であるとされる(ステップS29)。

【0044】このように、データ数<100の場合は受信CN比は13dB以上、100≤データ数<200の

場合は受信CN比は約11dB、200≤データ数<300の場合は受信CN比は約9dB、データ数≥300の場合は受信CN比≤7dBと判定される。以上説明した分散値から受信CN比を判定するための判定値であるデータ数などは実験によって求めたものであって一例であり、変調方式、システムによって異なる。

【0045】上記のようにして求めた受信CN比に基づきスキャンニングを最適化することについて説明する。

【0046】図5は上記のようにして判定した受信CN比とスキャンニングステップ周波数幅との関係を示している。これは、受信機のキャプチャーレンジを実測し、受信機のキャプチャーレンジ>スキャンニングステップ周波数幅となるスキャンニングステップ周波数幅を設定したものである。

【0047】スキャンニングステップ周波数幅は、既に記したように、スキャンニング周波数幅をスキャンニングする場合において、1回のスキャンニングにて変化させる周波数幅であり、1回のスキャンニングによりVCO2から出力される再生キャリア周波数の幅であり、加算器13に供給されるチューニングデータに変化がなく、一定であれば、AFCVt発生カウンタ18の出力であるAFCCONTの変化に等しい。

【0048】したがって、D/A変換器14に与えたLSB1ビットの変化によってVCO2の発振周波数の変化をDとすれば、スキャンニングステップ周波数幅は、
 //スキャンニングステップ周波数幅=(AFCVt発生カウンタ18の出力AFCCONT×D)//である。

【0049】そこで、受信CN比に応じたスキャンニングステップ周波数幅でスキャンニングさせるためには、AFCVt発生カウンタ18を(スキャンニングステップ周波数幅/D)ずつ増加すればよいことになる。以下、スキャンニングステップ周波数幅/DをVtカウンタステップ数と記す。本実施の一形態にかかる衛星放送受信機においては、D=45Hzに設定してある。この結果、図5に示すように受信CN比が7dB、9dB、11dB、13dBのときには、Vtカウンタステップ数はそれぞれ22、44、88、178とする。

【0050】Vtカウンタステップ数を22としたのは、 $22 \times 45\text{Hz} = 990\text{Hz}$ で1kHzのスキャンニングステップ周波数幅にほぼ一致し、Vtカウンタステップ数を44としたのは $44 \times 45\text{Hz} = 1980\text{Hz}$ で2kHzのスキャンニングステップ周波数幅にほぼ一致し、Vtカウンタステップ数を88としたのは $88 \times 45\text{Hz} = 3960\text{Hz}$ で4kHzのスキャンニングステップ周波数幅にほぼ一致し、Vtカウンタステップ数を178としたのは $178 \times 45\text{Hz} = 7920\text{Hz}$ で8kHzのスキャンニングステップ周波数幅にほぼ一致するためである。

【0051】ここで、例えば±1.5MHzのの変動幅の場合は帯域幅で3MHzであり、スキャンニングステ

ップ周波数幅1kHz、2kHz、4kHz、8kHzにてスキャンニングしたときは、3000回、1500回、750回、375回のスキャンニングステップ数で帯域幅全てがカバーできることになる。

【0052】このように設定したのは、低受信CN比のとき、すなわち受信CN比が悪いときは、受信機のキャプチャーレンジは小さく、このときにはスキャンニングステップ周波数幅を小さくしないと受信信号を捕捉することができないためであり、高受信CN比のとき、すなわち受信CN比がよいときは、受信機のキャプチャーレンジは大きく、このときにはスキャンニングステップ周波数幅を大きくしても受信信号を捕捉することができるためである。

【0053】従来の衛星放送受信機においては受信CN比の判定は行われておらず、周波数スキャンニングデータは最も悪い受信CN比7に合わせて一定であるが、本実施の一形態にかかる衛星放送受信機では、受信CN比に基づいてスキャンニングステップ周波数幅が設定されていて、スキャンニングステップ周波数幅は受信CN比が向上するにしたがって大きくしてある。

【0054】Vtカウンタステップ数変換回路30に戻って、供給されたデータSS1が参照されて、Vtカウンタステップ数SS0が記憶されたテーブルから、Vtカウンタステップ数SS0が検索されて、検索されたVtカウンタステップ数SS0が、図2(1)のタイミングでカウンタ31に出力される。

【0055】カウンタ31においては、区間パルス発生回路25から出力される図2(m)に示したロードパルスによってVtカウンタステップ数SS0がロードされ、ロードに続いてカウンタ31においてクロックパルスが計数され、計数値がVtカウンタステップ数SS0に達するまで高電位のスキャンニングデータENA

(A)がカウンタ31からセレクト16に送出される。

【0056】一方、セレクト17には高電位にプルアップされたU/D(A)信号が供給されている。いま、スキャンニングモード、すなわち同期がとれていない状態であるとすれば、セレクト16、17に供給されているSYNCが低電位であり、セレクト16および17において、スキャンニングデータENA(A)およびU/D(A)が選択されて、AFCVt発生カウンタ18に送出される。

【0057】AFCVt発生カウンタ18では、スキャンニングデータENA(A)が供給されている期間、クロックパルスがU/D(A)信号に基づく方向にアップカウントされて、周波数増加方向にスキャンニングされる。AFCVt発生カウンタ18のカウント値と位相誤差検出回路8から送出されたチューニングデータとが加算器13によって加算される。加算器13からの出力データは、D/A変換器14によってアナログ信号に変換されて、VCO2に周波数制御電圧として供給されてV

CO2の発振周波数が制御される。

【0058】なお、U/D (A) 信号は低電位にプルダウンされたていても差し支えなく、この場合はAFCVt発生カウンタ18でクロックパルスがダウンカウントされて、周波数減少方向にスキッピングされる。

【0059】このように再生される復調用キャリアの周波数はVCO2の周波数制御電圧Vtによって制御される。VCO2の周波数制御電圧VtはD/A変換器14の出力であり、D/A変換器14の入力である加算器13からの加算出力データVtdと、再生される復調用キャリアの周波数の関係は線形になるように設定されている。

【0060】図5に示したVtカウンタステップ数として例えば「22」に対応する加算出力データを加算器13から増加（インクリメント）、または減少（デクリメント）させることによって再生される復調用キャリアの周波数に±1kHzのオフセットを持たせることができる。このような関係から、判定した受信CN比によりスキッピングステップ数を変化させ、最適化することができる。このようにスキッピングが行われている途中において同期がとれると、SYNC信号が高電位となる。SYNC信号が高電位となると同時にスキッピング状態からトラッキング状態に切り換わる。

【0061】一方、位相誤差検出回路8Aは、例えば変換テーブルを備えて構成されたコストス演算回路からなり、実質的に $[(DI + DQ) \cdot (DI - DQ) \cdot DI \cdot DQ]$ の演算を行い、フレーム同期回路12Aから出力される変調識別信号を受けて各階層毎に、入力されたベースバンド信号DI、DQに基づく受信信号点配置と基準配置との位置誤差、すなわち位相誤差データが検出され、この位相誤差データがチューニングデータとして加算器13に供給される。この構成により、VCO2および90度移相回路3→直交検波回路1→A/D変換器4、5→デジタルフィルタ6、7→位相誤差検出回路8→加算器13→D/A変換器14→VCO2の基本的な復調用キャリア再生のためのコストスループが完成されている。

【0062】位相誤差データは、トラッキングデータ生成回路15に供給されて、トラッキングデータ生成回路15にてトラッキングデータが生成される。ここで、トラッキングデータ生成回路15は、例えば、位相誤差データを受けて一定期間における平均値を求める平均回路と該平均回路において求めた平均値をコストスデータのセンター値（コストス演算上の「0」の値）を挟む所定値と比較して平均値が前記所定値の範囲内に入っているか否かを検出する比較回路とを備えて、フレーム同期回路12Aから出力される変調識別信号を受けて低階層部区間と識別されているときのみ、平均値を求めると共に比較を行い、平均値が前記所定範囲内に入っていないときに平均値と前記所定値との差に基づくトラッキングデ

ータENA (B) と、前記差の極性に基づくアップ/ダウン（以下、アップ/ダウンをU/Dとも記す）(B) 信号とがセクタ16、17に各別に出送される。

【0063】セクタ16、17にはSYNC信号も供給されていて、SYNC信号が高電位のときには、セクタ16においてトラッキングデータENA (B) が選択され、セクタ17においてU/D (B) 信号が選択されて、AFCVt発生カウンタ18に供給されて、AFCVt発生カウンタ18においてトラッキングデータENA (B) がU/D (B) 信号に基づく方向にアップカウント/ダウンカウントされる。

【0064】AFCVt発生カウンタ18のカウンタ値と位相誤差検出回路8Aから送出されたチューニングデータとが加算器13によって加算されて、加算器13からの出力データは、D/A変換器14によってアナログ信号に変換されて、VCO2に周波数制御電圧として供給されてVCO2の発振周波数が制御される。

【0065】以上のように、トラッキングデータ生成回路15にて前記平均値が前記所定範囲内に入っているときで、かつフレーム同期が取れているときには、チューニングデータによって周波数オフセットの微調整が行われる。前記平均値が前記所定範囲内に入っていないときで、かつフレーム同期が取れているときには、チューニングデータにトラッキングデータが加算されて周波数オフセットの微調整が行われる。

【0066】以上のように本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機は、復調用キャリア再生のためのコストスループの途中にあるVCO2に供給するチューニング電圧を、同期がとれていないときはスキッピングデータによって更新がなされ、同期がとれているときはトラッキングデータによって微調整が行われる。

【0067】要約すれば、異なる変調方式による被変調波を時分割多重して伝送する階層化伝送方式において、高階層区間の限界受信CN比以下における位相誤差の許容範囲は狭く、許容範囲を超えるような位相誤差は他の信号点配置との位相誤差として判断されてしまうことから、高階層区間における位相誤差は低CN比では意味を持たず、高階層区間においては位相誤差検出回路8Aによる演算に基づく場合は安定した動作が期待できないが、トラッキングデータ生成回路15は、その演算処理を低階層区間に限定して行うために、位相誤差の許容範囲は広く採ることができ、高階層区間における問題は解消する。

【0068】また一方、フレーム同期が確立して初めて伝送されてくる信号の変調方式、それらの時分割多重されている比率などの伝送情報が受信できることから、スキッピングを行っている最中においては階層毎の処理ができない。したがって、CN比演算ブロック20においては階層化毎の処理を行わない。また、スキッピング時に受信CN比を判別することによって、高受信CN

比のときはスキヤニングステップ周波数幅を広くすることにより、復調用キャリアの再生が速く行えることにつながるのである。

【0069】これは、従来の衛星放送受信機においては、衛星放送受信機が目標とする最低の受信CN比に対するキャプチャーレンジから定められるのであって、受信CN比の良否にかかわらずスキヤニングステップ周波数幅を狭く設定されることになる。したがって、高CN比のときにおいても狭いスキヤニングステップ周波数幅でスキヤニングされて、復調用キャリアの再生に時間がかかるが、本発明の実施の位置形態にかかる衛星放送受信機では上記のように、受信CN比が良好なときはスキヤニングステップ周波数幅を広くされて、このような問題は解消する。

【0070】次に、AFCによるスキヤニング制御とトラッキング制御との流れを図3に示すフローチャートによって説明すれば、SYNC信号が低電位、すなわち同期が取れていないときは衛星放送受信機はスキヤニングモードであって、Vtカウンタステップ数変換回路30から出力されたVtカウンタステップ数がカウンタ31にロードされ、ロードされたVtカウンタステップ数までクロックパルスを計数するまでの時間幅のスキヤニングデータENA(A)が発生される。スキヤニングデータENA(A)はAFCコントロールVt発生カウンタ18に入力されアップまたはダウンカウントされる。

【0071】なお、U/D(A)信号によりスキヤニングの方向が選択され、AFCVt発生カウンタ18にて発生されたデータは加算器13によってチューニングデータと加算され、D/A変換器14に入力される(ステップS11)。以上のスキヤニングが判定した受信CN比に基づくVtカウンタステップ数にしたがって繰り返される(ステップS12、S13、S14およびS15)。ここで、ステップS12は図4によって定義されている。ステップS12、S13、S14およびS15の実行中において希望信号が受信されるとフレーム同期回路12において受信信号から同期信号が捕捉され、データ復号が開始される。それと同時にSYNC信号が高電位となる(ステップS13)。

【0072】SYNC信号が高電位になったことにより、セクタ16および17はスキヤニングデータENA(A)およびU/D(A)信号側からスキヤニングデータENA(B)およびU/D(B)信号側に切り換えられて、スキヤニングデータENA(A)およびU/D(A)信号は遮断され、スキヤニング動作が停止される。ついで、チューニングデータにトラッキングデータが加算されて周波数オフセットの微調整が行われトラッキングが開始され、ステップS12からの実行が繰り返される(ステップS14)。

【0073】衛星放送受信機におけるスキヤニングス

テップ周波数幅は、受信機のキャプチャーレンジに依存している。またキャプチャーレンジも受信CN比によって変化する。しかるに、本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機において、求めた受信CN比から最適なスキヤニングステップ周波数幅が選択されることになって受信機のキャプチャーレンジから外れることなく、受信CN比に基づいて、信号受信完了までの時間を短縮することができることになる。

【0074】

10 【発明の効果】以上説明したように本発明にかかる放送受信機によれば、受信機の検波出力のI、Q信号データを演算処理することによって受信CN比を判定し、判定した受信CN比に基づいてスキヤニングステップ周波数幅を可変するので、受信CN比に応じた高速なAFCによる希望信号の受信が最小のスキヤニング時間で可能となる。

20 【0075】またさらに、本発明にかかる放送受信機によれば、低階層区間に限定した位相誤差データに基づいてトラッキングを行うので低CN比まで復調用キャリアを再生することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機的作用の説明に供するタイミング図である。

【図3】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機的作用の説明に供するフローチャート図である。

【図4】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機的作用の説明に供するフローチャート図である。

30 【図5】本発明の実施の一形態にかかる衛星放送受信機における受信CN比と受信機キャプチャーレンジ、スキヤニングステップ周波数幅およびVtカウンタステップ数との関係を示す説明図である。

【図6】従来の衛星放送受信機の一部の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

1 直交検波回路

2 VCO

8A 位相誤差検出回路

40 12A フレーム同期回路

13 加算器

15 トラッキングデータ再生回路

16および17 セクタ

18 AFCVt発生カウンタ

20 CN比演算ブロック

21 信号点配置変換テーブル

22 平均回路

23 ディレイ回路

24 分散値計算回路

50 26 比較器

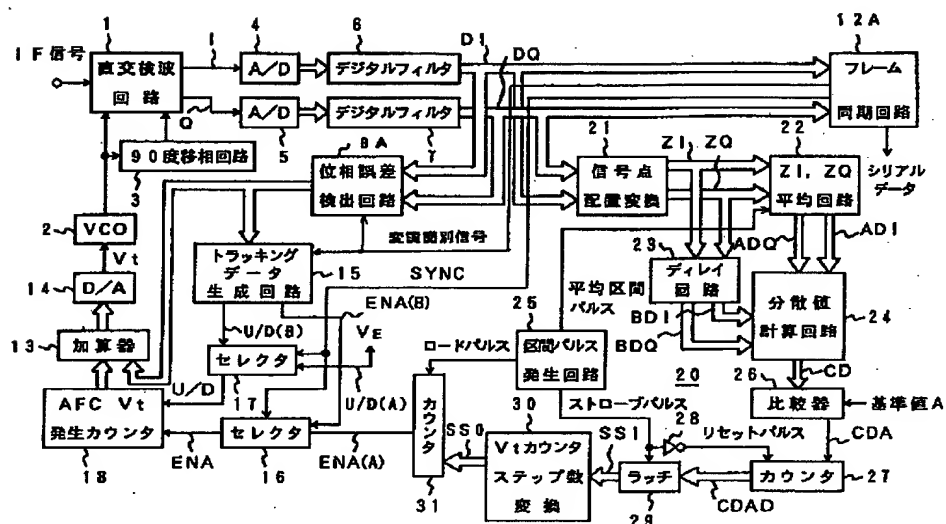
15

16

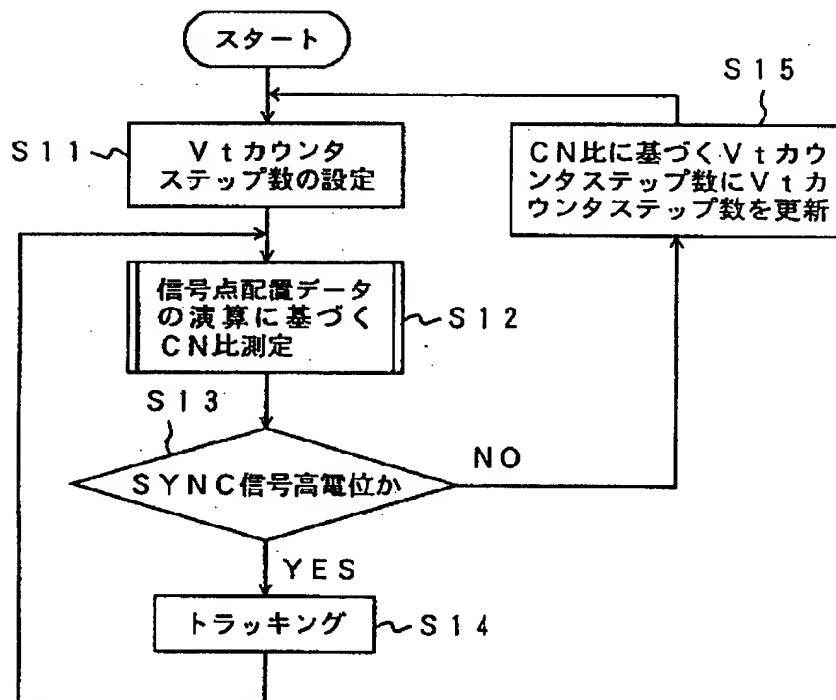
27および31 カウンタ

* * 30 V_t カウンタステップ数変換回路

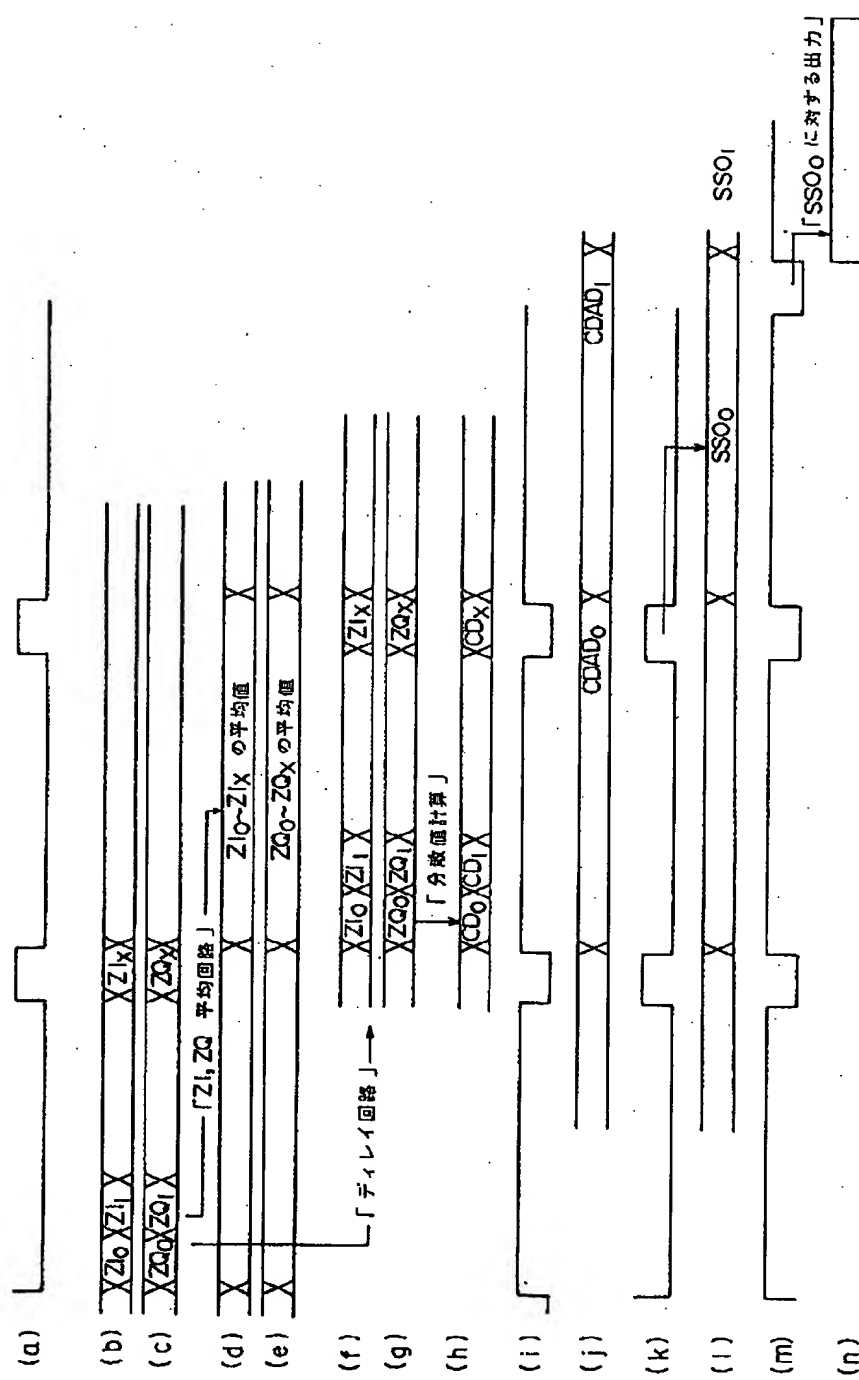
【図 1】



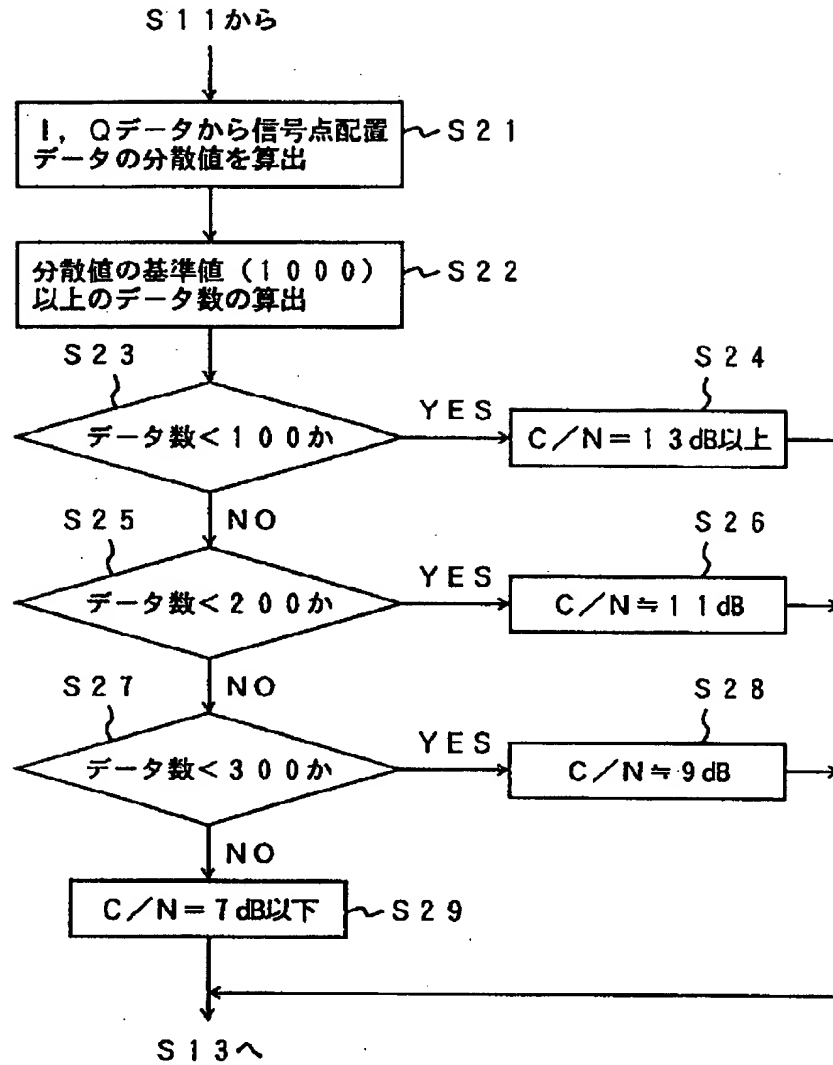
【図 3】



【図2】



【図4】



【図5】

受信CN比 (dB)	受信装置 キャプチャレンジ (KHz)	スキャンニング ステップ周波数幅 (KHz)	V1カウンタ ステップ数
7	1.2	1	22
9	2.8	2	44
11	4.5	4	88
13	8.5	8	176

【図 6】

